

デジタル・ストレージ・オシロスコープによるイーサネット差動リターン・ロスの測定

John Pickerd and Kan Tan
Tektronix Inc.
Beaverton, Oregon, USA

要約: IEEE 802.3(参考文献[5])では、機器の互換接続性を確認するためのコンプライアンス・テストがいくつか規定されています。多くの場合、これらのテストはデジタル・ストレージ・オシロスコープと任意波形ゼネレータを使用して実施できます。Media Dependent Interface (MDI) で発生するリターン・ロスのテストは、ベクトル・ネットワーク・アナライザを使用して実施されてきたテストの中でも最も重要なテスト項目です。このテストでは、より多くのリソースが必要になります。TDS7000B/6000B シリーズ・オシロスコープ用に開発されたイーサネット・コンプライアンス・テスト・ソフトウェアでは、AWG(任意波形ゼネレータ)と差動プローブを使用し、テスト・フィクスチャと組み合わせることで、差動リターン・ロスをオシロスコープで測定できるようになりました。このシステムについては、特許の出願を申請中です。このオシロスコープ用ソフトウェアでは、リターン・ロスの測定結果を、IEEE 802.3 に規定されている 限度値と比較し、その結果をレポートとして自動生成します。ここでは、テスト項目と測定手法を説明し、このシステムを使用することにより、リソースの効率的な利用と検証サイクルの短縮がいかに実現されたかについて述べます。

1. はじめに

IEEE 802.3 規格には、その要求事項に対するコンプライアンスを確認するためのテストがいくつか規定されています。リターン・ロスは、伝送系の性能を示す上で重要な指標となることから、その測定は重要なテストの 1 つであるといえます。この規格には、リターン・ロスのテスト対象は、 $100\Omega \pm 15\%$ のインピーダンスを持つケーブル接続システムであることも規定されています。つまり、テストは 85Ω 、 100Ω 、および 115Ω のインピーダンスを持つシステムに対して実施する必要があります。

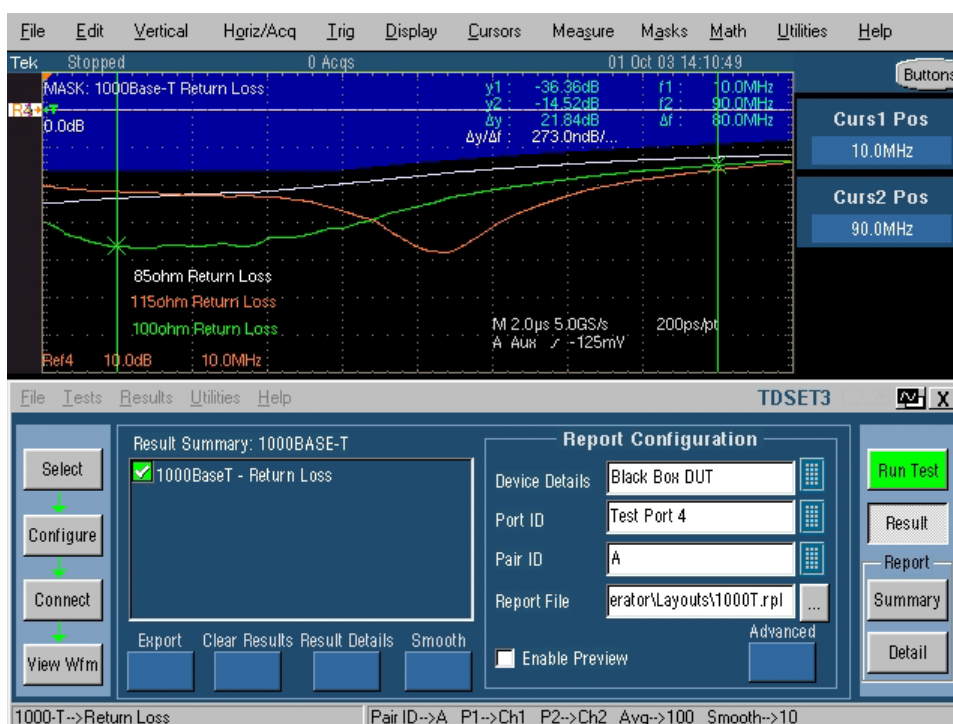


図 1. リターン・ロスの限度値マスク、リターン・ロスの測定結果、およびテスト結果が限度値を満足することを示すレポートが表示されたオシロスコープの画面

II. リターン・ロスについて

以下の式は、参考文献[1]に示されている定義によるリターン・ロスの算出式です。これは大半のベクトル・ネットワーク・アナライザで表示されています。

$$(1) \quad \text{リターン・ロス} := 20 \log (|V_r / V_i|)$$

V_i は伝送チャンネルの入射電圧、 V_r は反射電圧です。なお、 $:=$ は MathCad で使用されている表記方法に準じます。

リターン・ロスは、伝送系における負荷インピーダンスと、特性インピーダンスの不整合の程度を示します。これは、負荷側で消費されなかった損失を表します。

負荷が短絡状態の場合は 100% の電圧が反射されるので、リターン・ロスは 0dB となります。負荷が開放状態の場合も同様です。負荷が特性インピーダンス (Z_0) と等しい場合、反射電圧はゼロです。この場合、リターン・ロスは -∞ dB となります。詳細については、参考文献[1]を参照してください。

参考文献[5]では、1000Base-T イーサネット DUT (Device Under Test, 被測定デバイス) において、高い信頼度を持つ信号伝送を実現するために必要なリターン・ロスの限度値のカーブが示されています。セクション 40.7.2.3 には、「各リンク・セグメントのデュプレックス・チャンネルのリターン・ロスは、1 ~ 100MHz の周波数域において、以下の式で算出される値以上でなければならない」と規定されています。この式では、リターン・ロスが正の値になります。ただし、リターン・ロスは、Smith が参考文献[1]で定義しているように表現することが一般的です。これは、ネットワーク・アナライザで使用される形式と同じです。1 ~ 20MHz の周波数域の限度値は -15dB です。20 ~ 100MHz の周波数域の限度値は、次の式で算出されます。

$$(2) \quad \text{限度値} := -15 + 10 \log (f / 20)$$

以上によって得られる限度値カーブを、図 1 および図 18 に示します。DUT のリターン・ロスは、このカーブより下になければなりません。

前述の「はじめに」で述べたように、リファレンス・インピーダンスである 100Ω のほかに、85Ω と 115Ω の負荷インピーダンスでもリターン・ロスを測定する必要があります。数学的な算出方法をセクション X に示します。85Ω と 115Ω における値は、100Ω による測定値を数学的に変換して求めます。これらの値をプロットした例を、図 1 に示します。

III. DUT の信号特性

トランスミッタ・ペアに発生する 1000Base-T リターン・ロスは、DUT がテスト・モード 4 で擬似ランダム・テスト信号を送信しているときに測定します。DUT 信号の特性は、オシロスコープの時間軸表示、およびその FFT ベースのスペクトラム・アナライザ表示を使用して解析できます。下の図 2 は、一般的な DUT における観測波形です。ここでは、約 2Vp-p の電圧を示しています。

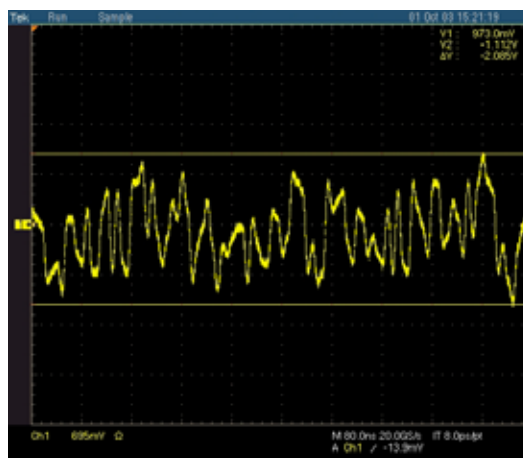


図 2. テスト・モード 4 で動作している 1000Base-T DUT の時間領域表示

図 2 で示された信号を周波数領域で表示するには、図 3 に示すオシロスコープの FFT スペクトラム・アナライザ機能を使用します。このスペクトラム表示は、DUT 内に多数の高調波があることを示しています。同じスペクトルを拡大した図 4 を見ると、この信号の高調波の間隔が約 61.25kHz であることがわかります。

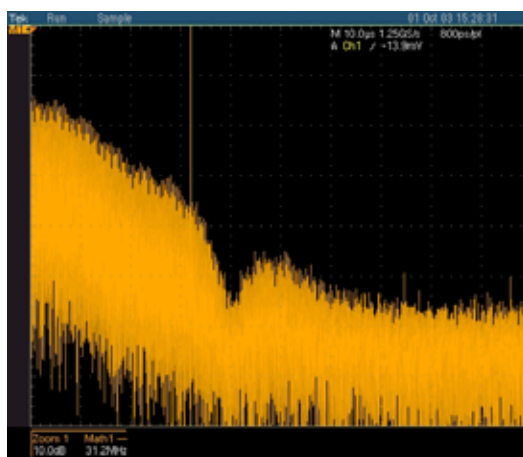


図 3. DUT 信号のスペクトラム表示。垂直スケールは 10dB/div、水平スケールは 31.2MHz/div です。垂直カーソルは 100MHz を指しています。

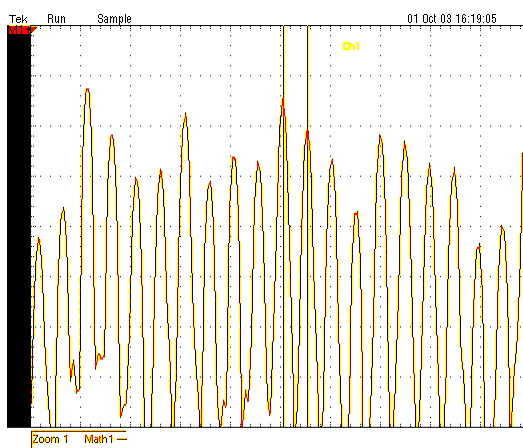


図 4. DUT のスペクトラム成分の拡大表示。高調波成分の間隔は約 61.25kHz になっています。

リターン・ロスは、目的の周波数の正弦波を DUT に入力して測定します。DUT が入力信号と同じ周波数の信号を発生している場合は、誤差を最小限に抑える対策を講じないと測定誤差が発生します。

つまり、高周波間の干渉を避けるように注意しながらテストする必要があります。この問題は、高出力の信号を入力すると解決できることがあります。ただし、2.8 Vp-p より大きい信号で DUT を動作させる場合には注意が必要です。デバイスによっては、干渉や 5V 近辺での非直線性の原因となる ESD 回路を持つものがあります。

ここで説明するソフトウェアでは、誤差を最小限にする方法が 2 つあります。第 1 の方法は、DUT に入力する正弦波のほとんどが DUT の高調波の間に入るように任意波形ゼネレータ(AWG)の周波数を選択することで、第 2 の方法は、多くの DUT 信号が大幅に減衰されるよう、取込み波形をアベレーシングすることです。

IV. VNA による測定

イーサネット・システムでは差動リターン・ロスの測定が必要で、その特性インピーダンスは 100Ω です。測定周波数範囲は、 100MHz を上限とする周波数領域です。この測定は、VNA (ベクトル・ネットワーク・アナライザ) で実施可能です。しかし、大半の VNA は差動ネットワークを直接測定できないので、スイープ入力信号を差動信号に変換する外部バランが必要です。次に、バランを DUT に接続するために、SMA または BNC を RJ45 に変換する基板が必要になります。この接続は、短い CAT5 イーサネット・ケーブルで実現できます。このケーブルの終端がインピーダンスの基準面となり、ここで負荷開放時、負荷短絡時、整合負荷時の校正を実行します。

VNA に関するもう 1 つの問題は、校正が、 100Ω ではなく、 50Ω を基準に正規化されて実行されることです。ただし、 100Ω でユーザー定義した校正キットを使用して VNA を校正すれば、正しいリターン・ロス値が得られます。測定値に対するバランとケーブルの影響を排除するように負荷開放時、負荷短絡時、整合負荷時の校正を実行するには、メスの RJ45 コネクタを持つカスタム校正キットが必要です。

VNA の校正は 1 ポートの校正として実行し、パラメータは対数振幅グラフに表示される S_{11} です。 S_{11} パラメータは、次のように定義されます。

$$S_{11} = b_0/a_0(a_1=0 \text{ の場合})$$

b_0 は反射電圧、 a_0 は S パラメータで表される 2 ポート・ネットワークのポート 1 への入射電圧です。 a_1 の値は、このモデルのポート 2 への入射電圧です。したがって、ネットワーク・アナライザには、リターン・ロスの測定値として $20\log(|s_{11}|)$ が表示されます。 a_1 の値がゼロということは、ポート 2 の負荷インピーダンスが特性インピーダンスと同じ値であるということです。

VNA でデータを取得した後は、外部ソフトウェア・アプリケーション・プログラムにこのデータをエクスポートしてプロットし、参考文献[5]で規定されている限度値カーブと比較する必要があります。この手順では、測定、比較、テスト・レポートの生成が可能なオシロスコープ・アプリケーションを使用する必要はありません。

V. オシロスコープを使用したリターン・ロスの測定

オシロスコープと任意波形ゼネレータ (以下、AWG) を使用して、イーサネット DUT の差動リターン・ロスを測定するための設定を、図 5 に示します。ここでは、AWG のテスト信号、および差動プローブ、DUT、AWG を接続するためのテスト・フィクスチャ、さらにオシロスコープ上で動作するソフトウェア・アルゴリズムから構成されています。テスト・フィクスチャには RJ45 コネクタが装備されていますので、 10Base-T 、 100Base-T および 1000Base-T の DUT を接続してテストすることができます。このリターン・ロス・テスト・システムは、特許 出願申請中 (参考文献[4]) です。

図 5 のように、システムを接続します。その上で、オシロスコープのイーサネット・ソフトウェアを起動し、[Select]メニュー・ボタンを使用してリターン・ロスの測定項目を選択します。プローブ接続の詳細については、[Configure]メニューを参照してください。[Connect]メニューでは、接続の詳細と校正について知ることができます。[New Cal]ボタンを押すと、負荷開放時、負荷短絡時、整合負荷時の各校正 プロセスが利用できます。DUT の接続を外します。次に、[Open]メニュー項目を押します。ソフトウェアにより、すべての設定とオシロスコープの制御が自動的に実行され、校正で使用する最初の基準データが取得されます。次に、負荷短絡時と整合負荷時についても、校正回路の該当するポートに DUT を接続し、同じ手順を繰り返して[Apply Cal]ボタンを押します。この校正手順によって、最終的な 測定結果でプローブの負荷とフィクスチャの負荷による影響が補正されます。このプロセスの詳細については、セクション VIII を参照してください。

次の手順では、CAT5 ケーブルを再び DUT に接続します。次に、ボタンを 1 回押して測定を開始すると、テスト・モード 4 擬似ランダム信号が伝送されている間に、DUT から自動的にデータが取得されます。その結果、 85Ω 、 100Ω 、 115Ω のリファレンス・インピーダンスに対するリターン・ロスのデータがプロットされます。参考文献[5]で規定されているリターン・ロス限界値との比較も行われます。

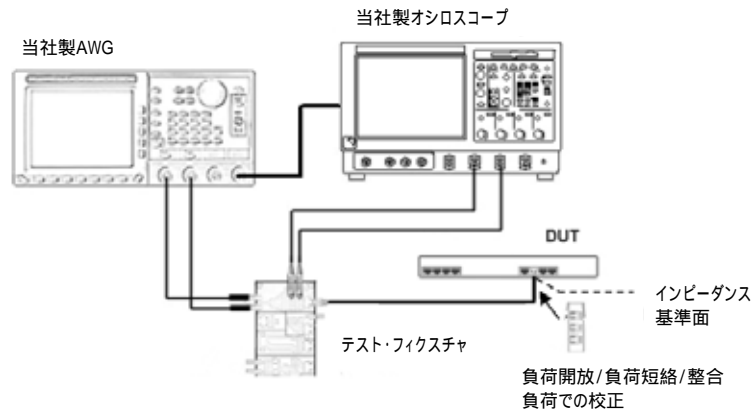


図 5. デジタル・ストレージ・オシロスコープを使用したイーサネット差動リターン・ロス測定の構成

VI. 任意波形ゼネレータ(AWG)

AWG は、2 つの出力から差動信号を生成し、直接接続されているテスト・フィクスチャに出力します。両方の出力インピーダンスは 50Ω なので、この構成にバランは必要ありません。AWG で生成される信号は、 $0.625\text{kHz} \sim 125\text{MHz}$ の範囲の正弦波を加算したものです。各正弦波の位相は、最良の信号対雑音比が得られるように調整されています。1000Base-T リターン・ロスのテストに対して、規格では 100MHz を上限とする周波数域が規定されています。AWG には、 250MS/s 以上のサンプル・レートと 100MHz 以上の帯域幅が必要です。また、 2Vp-p 以上の電圧出力が得られることも必要です。

AWG は、位相関係がランダムな正弦波群の信号発生時にマーカ・パルスを生成するように構成されています。マーカ・パルスは、オシロスコープの AUX トリガ入力に接続します。これによりオシロスコープと AWG は同期することになり、信号をアベレージ・モードで取込むことが可能となります。ランダム DUT 信号は、アベレージングによりゼロ・レベルに減衰しますが、AWG 信号にはその傾向はありません。AWG 信号の時間領域での表示を図 6 に示します。アプリケーションでは、この信号の $100\mu\text{s}$ のセグメントが使用されます。

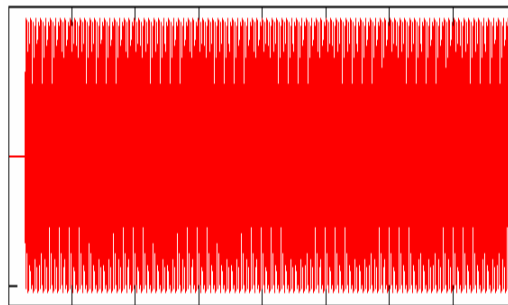


図 6. 時間領域における AWG テスト信号。水平軸の単位は時間です。

図 7 は、この信号を拡大したものです。

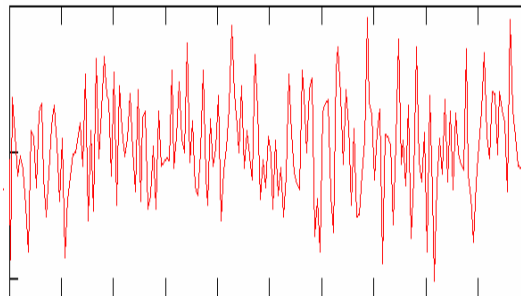


図 7. AWG から入力された信号の時間領域表示の拡大

時間領域表示ではランダム・ノイズに見える波形でも、周波数領域表示にすると、等しい振幅の正弦波が一定の周波数間隔で並んでいることがわかります。図 8 に示すように、最初の周波数は 0.625MHz で、以降 1.25MHz 間隔で正弦波が並びます。

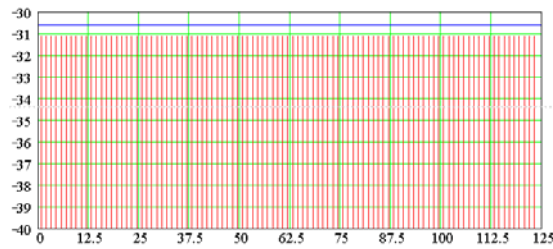


図 8. AWG 入力信号の周波数領域表示。垂直軸は dB 単位の振幅、水平軸は MHz 単位の周波数を表します。

これらの周波数を選択する際、DUT の高調波の周波数と等しくならぬようにします。AWG と等しい DUT の周波数は、オシロスコープがアベージング取込みモードで取込む際に、AWG と一定の位相関係を維持する傾向があるからです。AWG と等しい DUT の周波数はアベージングされず、その周波数で測定値に干渉を発生させる傾向があります。また、VNA(ベクトル・ネットワーク・アナライザ)を使用してリターン・ロス測定する際にも、DUT との干渉を考慮する必要があります。このような干渉は、最終的なリターン・ロスのプロット上で大きなスパイク状の波形として観測されます。VNA から取込んだイーサネットのリターン・ロスプロットに現れた干渉の影響を、図 9 に青色のトレースで示します。VNA スイープ信号の出力を上げると、この干渉の影響は小さくなります。

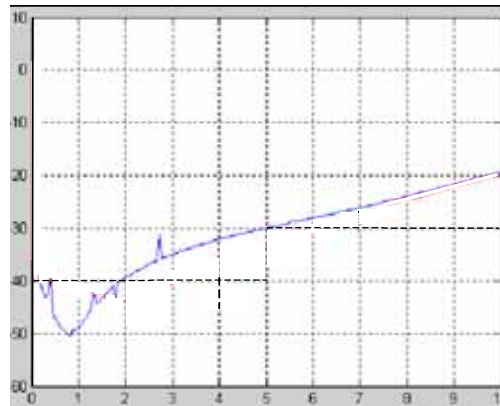


図 9. DUT トランスミッタからの干渉によるスパイクを示す VNA プロット

VII. 信号対雑音比

リターン・ロス測定時の S/N 比(信号対雑音比)を考える場合、DUT 信号と AWG 信号を考慮します。DUT の公称電圧は図 2 に示すように 2Vp-p です。当社製 AWG520 型や AWG610 型などの任意波形ゼネレータは 2Vp-p を出力できます。AWG2021 型は、5Vp-p まで出力できます。2 つの AWG チャンネルを使用していて、それらがお互いに逆位相になっている場合、これらの電圧をテスト・フィクスチャの差動抵抗電力分配器に入力すると、振幅が 2 倍になります。ただし、実際に DUT に入力される電圧は、4 ウェイ電力分配、および直列に挿入されている 2 本の 49.9Ω リファレンス抵抗を経由するので、2 倍よりは低い値になります。

リターン・ロス測定時の SN 比を改善する方法がいくつかあります。その前に、次の式を考察し、この解析を理解するようにします。反射係数は、次の式で得られます。

$$(3) \quad \Gamma := V_r / V_i$$

反射係数(Γ)の振幅は、(4)に示す となります。

$$(4) \quad \rho := |\Gamma|$$

したがって、式(1)に式(4)を代入すると、次の式が得られます(参考文献[1])。

$$(5) \quad \text{リターン・ロス} := 20 \log(\rho)$$

DUT が電圧 V_t を発生するとします。この電圧は、リターン・ロスの測定で反射電圧に加算されます。その結果、次のような式となります。

$$(6) \quad \Gamma_\varepsilon := (V_r + V_t) / V_i$$

V_t は、DUT が発生した電圧を表します。式(6)の値は振幅値と位相値を持ったベクトルで、周波数の関数です。

式(3)を式(6)に代入すると、誤差を含む反射係数(Γ_ε)が得られます。

$$(7) \quad \Gamma_\varepsilon := \Gamma + V_t / V_i$$

式(7)では、 V_t/V_i が反射係数の誤差となります。したがって、 V_t がゼロとなるようにアベレージングできれば、または V_t がゼロの周波数で測定できれば、DUT で発生する電圧によって発生する誤差は排除できます。また、 V_i を大きな値にできれば、誤差項は小さくなります。AWG の出力電圧を上げれば、 V_i を大きくすることができます。ただし、DUT の動作に非直線性が発生するような高い電圧を AWG から出力しないように注意する必要があります。

また、オシロスコープ・ベースのリターン・ロス・アナライザの SN 比を改善するには、プローブで測定された信号からリターン・ロスを算出する手順で使用する FFT 関数の RBW(Resolution Bandwidth、分解能帯域幅)を狭くします。これにより、AWG の周波数に接近した DUT 周波数を効果的に排除できます。この計算で使用する時間領域のアクイジション時間を延長すると、RBW が狭くなります。したがって、AWG 信号の正弦波パターン繰返し周期は長くなります。

VNA は、テスト周波数ごとに単一の正弦波を生成し、目的の周波数範囲内でスイープします。オシロスコープ・ベースのリターン・ロス・アナライザでは、オシロスコープ・ベースのアナライザでアベレージ・モードのアクイジションから同時に解析された多くの正弦波を使用します。

等しいレベルの正弦波は、この測定には必要ありません。これは、リターン・ロスが入射電圧と反射電圧の比に基づいているからです。したがって、信号振幅の絶対値は反射係数比でキャンセルされるので、すべての正弦波の振幅を等しくする必要はありません。このように、適切な SN 比を確保できれば、単一ソースのレベルが異なっていても、測定の精度を考慮する上で問題にはなりません。



図 10. テスト・フィクスチャのリターン・ロス測定回路に接続された差動プローブ

VIII. テスト・フィクスチャ

テスト・フィクスチャは、AWG 入力信号、オシロスコープ用差動プローブ 2 本、および DUT を接続するためのインタフェースです。負荷開放時、負荷短絡時、整合負荷時の回路を構成するメス RJ45 コネクタを備えた小型校正基板も組込まれています。

このフィクスチャには、AWG に接続された入力上に差動抵抗で構成する 4 ウェイ電力分配器が搭載されています。電力分配器の各出力は分岐した後、差動ラインの各分岐上で 50Ω のリファレンス抵抗に接続されています。これら抵抗の両

側に差動プローブの測定点があり、必要な信号はここからオシロスコープに送られます。最終的には、リファレンス抵抗に接続されたメス RJ45 コネクタから差動出力のペアが得られ、短い CAT5 ケーブル(15cm 以下)で取出されます。

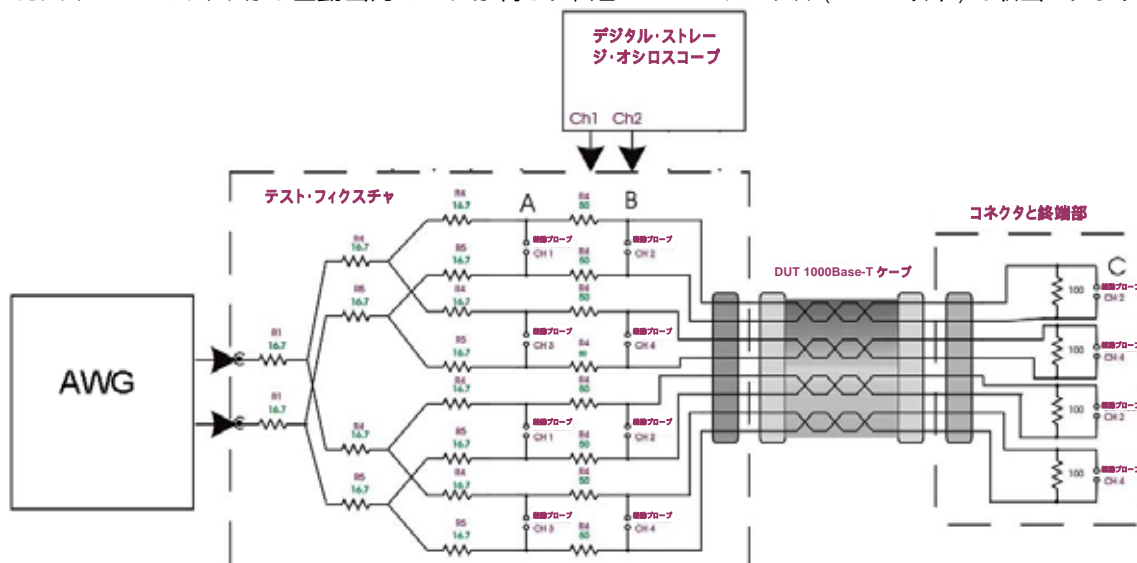


図 11. デジタル・ストレージ・オシロスコープで使用するリターン・ロス・テスト・フィクスチャのブロック回路図

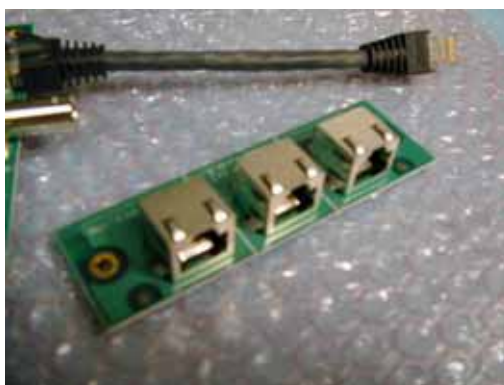


図 12. テスト・フィクスチャに備えられているメス RJ45 の負荷開放、負荷短絡、整合負荷の校正回路。その上に置かれているのは、インピーダンス基準面を定める 6 インチの CAT5 ケーブル。

以下に示す、3 つの画面上の波形は、それぞれ負荷開放時、負荷短絡時、整合負荷時の校正手順にあるディスプレイの様子を示したものです。この表示を十分理解することによって、テストの設定全体が適切であることがわかります。



図 13. 1000Base-T の負荷開放時の校正手順と実行のスクリーン



図 14. 1000Base-T の負荷短絡時の校正手順を実行中のトレース

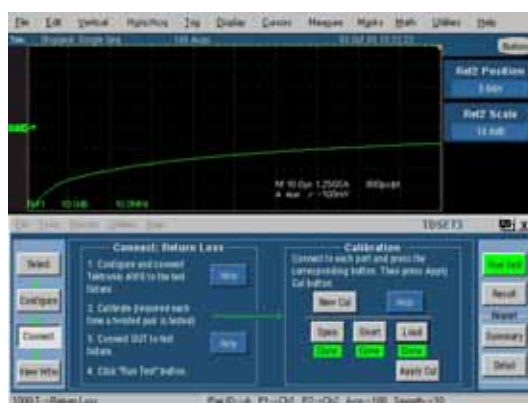


図 15. 1000Base-T の整合負荷時の校正手順を実行中のトレース

IX. アルゴリズム

オシロスコープ・ベースのリターン・ロス・アナライザでは、2 つのポートによる誤差補正モデルが使用されています。これは、差動プローブ、テスト・フィクスチャ、およびケーブルの負荷による影響を排除するためです。参考文献[2]および[3]を参照してください。

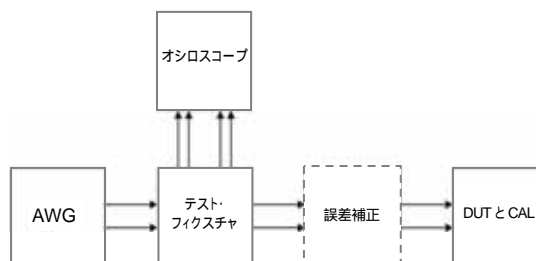


図 16. 誤差補正機能を持つリターン・ロス測定のブロック図

誤差補正は、テスト・フィクスチャと DUT との間に、誤差項を持つ想像上の 2 ポート・ネットワークを挿入するという概念から成立しています。このモデルの誤差項は、ユーザが実行する校正プロセスの中で算出する必要があります。s11 シングル・ポートの校正に必要な項目は、これらのうち 3 つの条件のみです。

差動信号は、AWG から抵抗によるリファレンス・インピーダンスを含むプローブ・フィクスチャに入力します。これにより、必要な信号が差動プローブに供給されます。次に、これらの信号を使用して、DUT の反射係数が算出されます。誤差補正ボックスは、この信号経路上で物理的に認識されるものではありません。テスト・フィクスチャに伴う誤差を補正するのは、仮想的な 2 ポート・モデルです。このモデルには、周波数の関数として変化する 4 つのパラメータがありますが、実際に必要なのはそのうちの 3 つです。3 つの式と 3 つの未知数のセットが導き出され、これらの誤差係数が算出されます。

これらの式は、DUT の位置に置かれた 3 つの異なる負荷から得られます。それは、短絡負荷、開放負荷、および 100Ω (Z_0) 負荷による終端です。各測定周波数の正弦波がテスト・フィクスチャに同時に入力されるように AWG を設定します。いずれかの校正インピーダンスを接続します。オシロスコープのアプリケーションによって、各周波数で反射係数が測定されます。他の 2 つの校正標準についても、同じことを繰り返します。次に、2 ポート誤差補正モデルの 3 つの誤差係数が各周波数について算出されます。これで誤差補正モデルが確立されたので、DUT を接続し、2 ポート誤差補正モデルにより導かれる式を適用して、測定済みのリターン・ロスを補正できます。

誤差補正を適用しないリターン・ロス: 誤差補正を適用しないリターン・ロス値を算出する上で必要な演算アルゴリズムは、次のとおりです。

比率の算出式(1)から以下の式が得られます。

$$(8) \quad \text{リターン・ロス} := 20 \log(V_r) - 20 \log(V_i)$$

チャンネル 1 の差動プローブを図 11 のプローブ測定点 A に接続し、チャンネル 2 の差動プローブをプローブ測定点 B に接続するとします。A の電圧を「ch1」、B の電圧を「ch2」と表します。

$$V_r := \text{ch2} - (\text{ch1} - \text{ch2})$$

$$(9) \quad V_r := 2 \text{ch2} - \text{ch1}$$

$$V_i := \text{ch2} + (\text{ch1} - \text{ch2})$$

$$(10) \quad V_i := \text{ch1}$$

式(9)と式(10)を式(3)に代入して、式(11)を求めます。これによって、 Γ とオシロスコープの ch1 と ch2 で取込んだ入力信号との関係が数学的に定義されます。

$$(11) \quad \Gamma := (2 \text{ch2} - \text{ch1}) / \text{ch1}$$

$$(12) \quad M_i := 20 \log(|\text{FFT}(V_i)|)$$

$$(13) \quad M_r := 20 \log(|\text{FFT}(V_r)|)$$

式(12)と式(13)を式(8)に代入すると、次のようになります。

$$(14) \quad \text{リターン・ロス} := M_i - M_r$$

このように式(14)は、テスト・フィクスチャから得られた ch1 と ch2 の差動プローブ信号を誤差補正を適用しないリターン・ロスに変換する上で必要なリターン・ロスの算出方法を示すものです。入力信号と同一の周波数に相当する値のみが得られ、他の値は破棄されます。

誤差補正を適用したリターン・ロス: 誤差補正の算出方法については、参考文献[2]と[3]を参照してください。

図 17 に、ここで使用する 2 ポートの誤差補正モデルを示します。

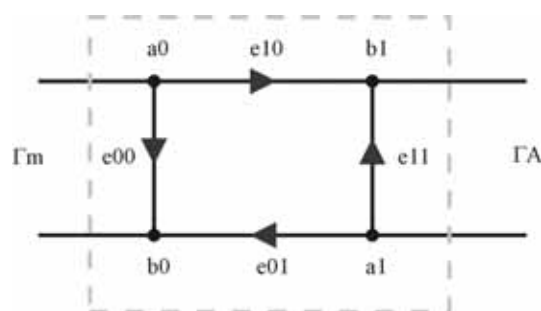


図 17. 2 ポート誤差補正モデルの信号フロー図

a0 の値は左側のポート 1 への入射信号、b0 はポート 1 への反射信号です。a1 と b1 の値は、図 17 の右側のポート 2 への入射信号と反射信号です。e10 と e01 の値は周波数応答を表します。e00 の値は方向性、e11 はポートの整合性です。参考文献[2]および[3]を参照してください。

$$\Gamma_m = \frac{b_0}{a_0} \quad a_1 = 0 \text{ の場合}$$

Γ_m は、DUT をテスト・フィクスチャに接続した状態で測定した反射係数です。

$$\Gamma_m = e_{00} + \frac{(e_{10} \cdot e_{01}) \cdot \Gamma_A}{1 - e_{11} \cdot \Gamma_A}$$

誤差補正済みの実データは、次のように Γ_A で表されます。

$$\Gamma_A = \frac{\Gamma_m - e_{00}}{e_{11} \cdot (\Gamma_m - e_{00}) + e_{10} \cdot e_{01}}$$

次の式は、ポート 2 を特性インピーダンスで終端した 1 ポートの誤差校正に適用します。

$$(15) \quad \Gamma_m = \frac{a \cdot \Gamma_A + b}{c \cdot \Gamma_A + 1}$$

ここでは次の関係が成り立ちます。

$$a = e_{10} e_{01} - e_{00} e_{11}$$

$$b = e_{00}$$

$$c = -e_{11}$$

この結果、式(15)は次のように書き直すことができます。

$$\Gamma_m = a \cdot \Gamma_A + b - c \cdot \Gamma_A \cdot \Gamma_m$$

ここでは、3 つの異なる負荷を使用して Γ_m を測定することにより、3 つの異なる式が得られます。これによって、目的の周波数ごとに a、b、および c の値を求めることができます。

$$(16) \quad \Gamma_{m1} = a \cdot \Gamma_{A1} + b - c \cdot \Gamma_{A1} \cdot \Gamma_{m1}$$

$$(17) \quad \Gamma_{m2} = a \cdot \Gamma_{A2} + b - c \cdot \Gamma_{A2} \cdot \Gamma_{m2}$$

$$(18) \quad \Gamma_{m3} = a \cdot \Gamma_{A3} + b - c \cdot \Gamma_{A3} \cdot \Gamma_{m3}$$

この式により a、b、c の値が求められると、 Γ_A の値を算出できます。

Γ_A の値は、式(15)で算出できます。

$$(19) \quad \Gamma_A = \frac{\Gamma_m - b}{a - c \cdot \Gamma_m}$$

(19)を踏まえると、図 17 の 2 ポート誤差補正ネットワークの式は次のようになります。

$$b_0 = e_{00} \cdot a_0 + e_{01} \cdot a_1$$

$$b_1 = e_{10} \cdot a_0 + e_{11} \cdot a_1$$

$$a_1 = b_1 \cdot \Gamma_A$$

$$b_0 = e_{00} \cdot a_0 + e_{01} \cdot b_1 \cdot \Gamma_A$$

$$b_1 = e_{10} \cdot a_0 + e_{11} \cdot b_1 \cdot \Gamma_A$$

$$b_1 = \frac{e_{10} \cdot a_0}{1 - e_{11} \cdot \Gamma_A}$$

$$b_0 = a_0 \cdot \left[e_{00} + \frac{e_{10} \cdot e_{01} \cdot \Gamma_A}{1 - e_{11} \cdot \Gamma_A} \right]$$

$$\Gamma_m = \frac{b_0}{a_0}$$

$$\Gamma_m = e_{00} + \frac{e_{10} \cdot e_{01} \cdot \Gamma_A}{1 - e_{11} \cdot \Gamma_A}$$

$$\Gamma_A = \frac{(\Gamma_m - e_{00}) \cdot (1 - e_{11} \cdot \Gamma_A)}{e_{10} \cdot e_{01}}$$

$$\Gamma_A = \frac{\Gamma_m - e_{00} - e_{11} \cdot \Gamma_m \cdot \Gamma_A + e_{00} \cdot e_{11} \cdot \Gamma_A}{e_{10} \cdot e_{01}}$$

$$e_{10} \cdot e_{01} \cdot \Gamma_A = \Gamma_m - e_{00} + (e_{00} \cdot e_{11} - e_{11} \cdot \Gamma_m) \cdot \Gamma_A$$

$$e_{10} \cdot e_{01} \cdot \Gamma_A - (e_{00} \cdot e_{11} - e_{11} \cdot \Gamma_m) \cdot \Gamma_A = \Gamma_m - e_{00}$$

最終的な DUT 測定値は、以下の式で表されます。

$$\Gamma_A = \frac{\Gamma_m - e_{00}}{e_{10} \cdot e_{01} - e_{00} \cdot e_{11} + e_{11} \cdot \Gamma_m}$$

誤差係数を求める式:

反射係数は入射信号に対する反射信号の比なので、値 0 は完全なインピーダンス整合状態、値 1 は負荷開放状態、値 -1 は負荷短絡状態を意味します。これらの値を上記の式(16)、(17)、(18)に代入すると、次のようになります。

$$(20) \quad \Gamma_{m1} = a \cdot (-1) + b - c \cdot (-1) \cdot \Gamma_{m1} \quad \text{負荷短絡}$$

$$(21) \quad \Gamma_{m2} = a \cdot 1 + b - c \cdot 1 \cdot \Gamma_{m2} \quad \text{負荷開放}$$

$$(22) \quad \Gamma_{m3} = a \cdot 0 + b - c \cdot 0 \cdot \Gamma_{m3} \quad \text{整合負荷}$$

(20)、(21)、(22)の計算結果は、次のようになります。

$$\Gamma_{m1} = a + b + c \cdot \Gamma_{m1}$$

$$\Gamma_{m2} = a + b - c \cdot \Gamma_{m2}$$

$$\Gamma_{m3} = b$$

誤差係数 a, b, c を求めます。

$$(23) \quad a = \frac{\Gamma_{m1} \cdot \Gamma_{m2} + \Gamma_{m2}^2 - 2 \cdot \Gamma_{m3} \cdot \Gamma_{m2}}{\Gamma_{m1} - \Gamma_{m2}} + \Gamma_{m2} - \Gamma_{m3}$$

$$(24) \quad b = \Gamma_{m3}$$

$$(25) \quad c = \frac{\Gamma_{m1} + \Gamma_{m2} - 2 \cdot \Gamma_{m3}}{\Gamma_{m1} - \Gamma_{m2}}$$

導き出された式を使用した校正手順のまとめ:DUTを負荷開放の校正標準と置換え、式(11)を使用して Γ_{m1} を測定します。次に、DUTを負荷短絡の校正標準と置換え、式(11)を使用して Γ_{m2} を算出します。さらに、DUTを 100 Ω の Z_0 負荷と置換え、式(11)を使用して Γ_{m3} を算出します。これで、誤差補正係数a, b, cを式(23)、(24)、および(25)から算出できます。DUTをテスト・フィクスチャに接続し直し、式(11)を使用して Γ_m を算出します。次に、式(19)から Γ_A を算出して反射係数の誤差補正値を求めます。最後の手順で、式(4)と(5)を使用して Γ_A からリターン・ロスを算出します。

X. 85 Ω および 115 Ω への再正規化

このセクションでは、リターン・ロスの再正規化で使用する式の求め方について述べます。100 Ω 標準で校正した後、反射係数を測定してあると仮定します。次に、再正規化によって 85 Ω または 115 Ω のリファレンス・インピーダンスにおけるリターン・ロスを算出します。この再正規化には、双一次変換を使用します。

リターン・ロス R_0 は、反射係数 Γ_0 の絶対値の対数に 20 をかけた数値です。反射係数は、次のようにインピーダンスを使用して表すことができます。

$$(26) \quad \Gamma_0 = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$$

$$(27) \quad \Gamma_1 = \frac{Z - Z_1}{Z + Z_1}$$

$$R_0 = 20 \log(|\Gamma_0|)$$

$$R_1 = 20 \log(|\Gamma_1|)$$

Z_0 の値はリファレンス・インピーダンスである 100 Ω 、 Z はDUTのインピーダンスです。 $Z_0=100\Omega$ の標準リファレンス・インピーダンスについてリターン・ロス(R_0)と反射係数(Γ_0)が得られている場合、別のリファレンス・インピーダンス $Z_1=85\Omega$ または 115 Ω のリターン・ロス(R_1)および反射係数(Γ_1)の値を算出する方法を検討してみます。

式(26)から Z を求めます。

$$Z = \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0} \cdot Z_0$$

算出された Z を式(27)に代入します。

$$\Gamma_1 = \frac{\frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0} \cdot Z_0 - Z_1}{\frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0} \cdot Z_0 - Z_1}$$

$$\Gamma_1 = \frac{(Z_0 - Z_1) + \Gamma_0 \cdot (Z_0 + Z_1)}{(Z_0 + Z_1) + \Gamma_0 \cdot (Z_0 - Z_1)}$$

$$(28) \quad \Gamma_1 = \frac{\beta + \Gamma_0}{1 + \beta \cdot \Gamma_0}$$

$$(29) \quad \beta = \frac{Z_0 - Z_1}{Z_0 + Z_1}$$

再正規化の計算には式(27)、(28)、(29)を使用します。

例: 整合負荷、負荷開放、負荷短絡の場合に対して式(28)と(29)を適用すると、以下のようになります。

整合負荷の場合は、次のようになります。

$$Z = Z_1$$

$$\Gamma_0 = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} = -\beta$$

$$\Gamma_1 = \frac{\beta - \beta}{1 - \beta \cdot \beta} = 0$$

負荷開放の場合は、次のようになります。

$$Z = \infty$$

$$\Gamma_0 = \frac{\infty - Z_0}{\infty + Z_0} = 1$$

$$\Gamma_1 = \frac{\beta + 1}{1 + \beta} = 1$$

負荷短絡の場合は、次のようになります。

$$Z = 0$$

$$\Gamma_0 = \frac{0 - Z_0}{0 + Z_0} = -1$$

$$\Gamma_1 = \frac{\beta - 1}{1 - \beta} = -1$$

XI. オシロスコープと VNA の比較

ここで述べたオシロスコープ・ベースのリターン・ロス・アナライザは、イーサネット・システムのトランスミッタとレシーバのインタフェース回路を測定するために構成されています。

イーサネットのマスク・テストでは、オシロスコープのアプリケーションから得られた結果と VNA から得られた結果とがほぼ一致する DC 近傍を除くリターン・ロス・レベルにおいて、リミット・ラインに対して比較する必要があります。

図 18 に、VNA とオシロスコープ・ベースのリターン・ロス・アナライザから得られたテスト・トレースの比較例を示します。この図には、オシロスコープから得られた測定値にどのくらいの一貫性があるかが示されています。図の青のトレースは、リターン・ロスのリミット・ラインです。DUT のリターン・ロスは、このラインの値より小さいことが求められます。他のトレースは、オシロスコープ・ベースの測定から得られたリターン・ロスの 4 つの波形です。この例では、オシロスコープによる結果と VNA による結果が非常によく一致していることがわかります。

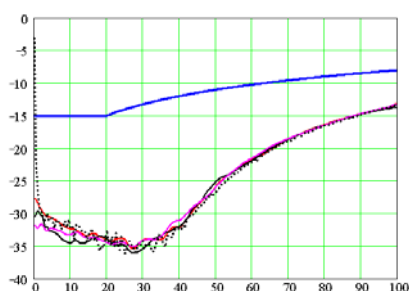


図 18. 垂直軸は 5 dB/div で表したリターン・ロス、水平軸は MHz 単位で表した周波数です。黒の点線は VNA によって測定された DUT です。他のラインはオシロスコープによる測定から得られたラインです。

注: 図 18 の VNA によるプロットは、0 ~ 2MHz の範囲でリターン・ロスが急激に増加しています。これは、2MHz の低周波数側の帯域限界を持つパランによって発生した誤差です。オシロスコープ・ベースの測定には、このような誤差は発生していません。

オシロスコープのもう 1 つの利点は、パス / フェイル・リミット・テストが可能なおことです。TDSET3 イーサネット・テスト・ソフトウェアでは、簡単なパス / フェイル・テスト用の限度値テンプレートが用意されているので、画面イメージと測定値を含むレポートが瞬時に生成されます。

低周波数におけるリターン・ロスは低いことが多く、リミット・テストでは大きな意味を持ちません。リターン・ロスは、マスク・リミット・ラインに似た傾向とはなっていません。たとえば、オシロスコープ用テスト・フィクスチャで負荷開放、負荷短絡、整合負荷の校正手順を実行したとします。次に、校正に使用した負荷でリターン・ロスを測定します。理想的には、リターン・ロスはその範囲にわたって -10 dB になります。しかし、10Base-T において、20MHz の範囲ではおよそ -40dB ほどに過ぎません。VNA では、同様な条件下で -50dB 程度になります。

XII. 結論

ここでは、オシロスコープ、差動タイプの高インピーダンス・プローブ、AWG、テスト・フィクスチャ、およびオシロスコープ・ベースのソフトウェア・アプリケーションを使用してイーサネット機器のリターン・ロスを求める新しいテスト方法と測定システムについて説明しました。VNA に対するこのシステムの利点は、限度値マスクとの結果比較と合否レポートの生成が可能なお点にあります。さらに、85Ω と 115Ω のリファレンス負荷について算出されたリターン・ロスも表示できます (10Base-T には 111Ω の値が使用されます)。測定されたリターン・ロスの精度は、マスクとの比較においては、dB レベルで VNA による結果と遜色がありません。このアプリケーションには、リターン・ロスのほかに参考文献 [5] に規定されている別の IEEE テストの多くが実行できるという利点もあります。

用語集

AWG – 任意波形ゼネレータ

DUT – Device Under Test、被測定デバイス

MDI – Media Dependent Interface

反射係数(Γ) – 入射電圧に対する反射電圧の比を表す複素数

ρ – 反射係数の絶対値

リターン・ロス – 反射係数絶対値の対数に 20 をかけた数値

RBW 分解能帯域幅 – FFT に使用するフィルタの-3dB 帯域幅

VNA ベクトル・ネットワーク・アナライザ

著者の略歴

John Pickerd: Tektronix IBU オシロスコープ設計グループの主任エンジニア。33 年間にわたりハードウェアとソフトウェアの設計に携わり、1988 年に Oregon State University で電気工学の理学士号、1972 年に Blue Mountain Community College で電気工学テクノロジーの準学士号を取得。

Kan Tan: 北京の Tsinghua 大学でオートメーション学部の理学士号、北京の中国科学アカデミーでシステム・サイエンスの理学修士号、テキサス州の University of Houston で機械工学部の博士号を取得。当社の製品には、Kan Tan の手による開発技術が導入されている。

参考文献

1. Philip H Smith 著『Electronic Applications of the Smith Chart』ISBN 1-884932-39-8、Nobel Publishing, Atlanta 刊、Copyright 1995、11 ~ 42 ページ
2. Doug Rytting 著『An Analysis of Vector Measurement Accuracy Enhancement Techniques』、Hewlett Packard 刊『RF & Microwave Measurement Symposium and Exhibition』1962 年 3 月号 5 ページ
3. Doug Rytting 著『Appendix to An Analysis of Vector Measurement Accuracy Enhancement Techniques』、Hewlett Packard 刊『RF & Microwave Measurement Symposium and Exhibition』1982 年 3 月号 5 ページ
4. John Pickerd 著『Patent Application』、Tektronix Inc. 刊、7424-US1
5. IEEE 規格 P802.3、2000 年版第 3 部: Carrier sense multiple access with collision detection (CSMA/CD) access method and physical layer specifications. 40.7.2.3.